

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 04-177946

(43)Date of publication of application : 25.06.1992

(51)Int.Cl.

H04L 27/22

(21)Application number : 02-305567

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 09.11.1990

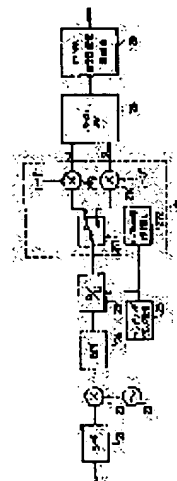
(72)Inventor : HIRAIWA HISAKI  
SUZUKI MITSUHIRO

## (54) DIGITAL DEMODULATOR

(57)Abstract:

**PURPOSE:** To realize the device converting an input modulation signal into a digital data comprising two components of an orthogonal phase with simple constitution by selecting the relation among a carrier frequency and its band width of an input modulation signal and a sampling frequency of an A/D converter to be a prescribed relation.

**CONSTITUTION:** The demodulator is provided with an A/D converter 25 converting an input modulation signal whose carrier frequency is  $f_c$  and whose band width is  $2B$  into a digital signal and an orthogonal component extraction circuit 27 extracting two components whose phases differ by  $(\text{odd number}/2)\pi$  from an output digital signal of the A/D converter 25. In this case, a sampling frequency  $f_s$  of the A/D converter 25 is selected to have a relation of  $f_c \leq (2m+1)/4 \cdot f_s$  and  $f_s > 4B$ , where  $(m)$  is an optional integral number. Thus, one system of the A/D converter and the low pass filter is enough for the purpose and the configuration is entirely simplified.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

**BEST AVAILABLE COPY**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

2005/02/22 14:04:00

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平4-177946

⑤ Int. Cl.<sup>5</sup>  
H 04 L 27/22

識別記号 庁内整理番号  
E 7240-5K

④ 公開 平成4年(1992)6月25日

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全6頁)

⑬ 発明の名称 デジタル復調装置

⑭ 特 願 平2-305567

⑮ 出 願 平2(1990)11月9日

⑯ 発 明 者 平 岩 久 樹 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内  
⑰ 発 明 者 鈴 木 三 博 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内  
⑱ 出 願 人 ソニー株式会社 東京都品川区北品川6丁目7番35号  
⑲ 代 理 人 弁理士 佐藤 正美

明 細 書

1. 発明の名称

デジタル復調装置

2. 特許請求の範囲

搬送波周波数が  $f_c$  で帯域幅  $2B$  の入力変調信号をデジタル信号に変換する A/D コンバータと、この A/D コンバータの出力デジタル信号から、互いに (奇数/2)  $\pi$  だけ位相の異なる 2 成分を取り出す直交成分取出回路とを備え、

前記 A/D コンバータでのサンプリング周波数  $f_s$  が、

$$f_c = (2m + 1) / 4 \cdot f_s$$

( $m$  は任意の整数)

かつ、 $f_s > 4B$

に選定されてなるデジタル復調装置。

3. 発明の詳細な説明

【産業上の利用分野】

この発明は、例えば狭帯域変調信号を受信して、その復調をデジタル信号処理で行う場合に使用し

て好適なデジタル復調装置に関する。

【発明の概要】

この発明は、例えば狭帯域変調信号を復調する場合に、復調器の一部またはすべてをデジタル信号処理回路で構成する装置において、入力変調信号の搬送波周波数及びその帯域幅と、A/D コンバータにおけるサンプリング周波数との関係を所定のものに選定することにより、入力変調信号を、直交位相の 2 成分からなるデジタルデータに変換する装置を簡単な構成で実現できるようにしたものである。

【従来の技術】

例えば、自動車電話等の移動電話のように、狭帯域信号を受信する無線受信装置において、復調器の構成をデジタル信号処理の構成とする場合には、A/D 変換のために、いわゆる準同期検波を行なう。

この準同期検波を行なう復調器の構成の一例を

第6図に示す。

この例はPSK/TDMA通信方式の信号を受信し、復調する場合の例で、受信されたM相PSK信号は、バンドパスフィルタ11に供給されて、他の不要周波数帯域成分が除去される。このバンドパスフィルタ11の出力信号 $r(t)$ は次のように表わされる。

$$r(t) = \sqrt{A} \cos(2\pi f_c' t + \phi_k + \theta_r) + n(t) \quad \dots\dots(1)$$

ただし、 $(k-1)T \leq t \leq kT$

A : 振幅レベル

$f_c'$  : 搬送波周波数

$\phi_k$  : kシンボル目の位相情報

$\theta_r$  : 初期位相

T : シンボル周期

$n(t)$  : 雑音

このバンドパスフィルタ11の出力信号は、ミキサ回路12C及び12Sに供給される。

一方、前記搬送波周波数 $f_c'$ の近傍の一定周波数 $f_c$ と初期位相 $\theta_r$ の基準信号 $R_c(t)$ を

発生する固定発振器13が設けられる。そして、この固定発振器13の出力信号 $R_c(t)$ がミキサ回路12Cに供給されるとともに、 $\pi/2$ 位相シフト回路14により、信号 $R_c(t)$ の位相が $\pi/2$ だけシフトされた基準信号 $R_s(t)$ がミキサ回路12Sに供給される。これにより、バンドパスフィルタ11の出力信号がこれら直交関係にある二つの基準信号 $R_c(t)$ 、 $R_s(t)$ によって準同期検波される。

各ミキサ回路12C及び12Sの出力信号は、それぞれローパスフィルタ15C及び15Sに供給され、高周波成分が除去された後、それぞれA/Dコンバータ16C及び16Sに供給されてデジタル信号に変換される。ここで、A/Dコンバータ16C及び16Sにおけるサンプリング周波数 $f$ は、バンドパスフィルタ11の通過帯域幅を $B$ としたとき、 $f > 2B$ とされて、サンプリング定理を満足する周波数とされる。

こうしてA/Dコンバータ16C及び16Sから得られた直交関係にある2つの準同期検波信号

のデジタルデータは、複素数表示では次のように表わされる。

$$x = x(t) = A e^{-j(2\pi f_c t + \phi_k + \theta_e)} + n'(t) \quad \dots\dots(2)$$

ここで、 $f_e$ は前記基準信号の固定周波数 $f_c$ と受信信号の搬送波周波数 $f_c'$ との差、 $\theta_e$ は同様に初期位相差を示す。 $f_e$ 及び $\theta_e$ を推定することができれば、受信信号に同期した直交位相の2つの基準信号を再生できることになる。そして、この直交位相の2つの信号が得られれば、これから入力信号の振幅と位相が復調できることになる。

そこで、A/Dコンバータ16C及び16Sからのデジタルデータは、バッファメモリ17を介してデジタル信号処理型復調器17に供給され、前記周波数、位相の推定がなされ、これにより復調がなされる。

#### 【発明が解決しようとする課題】

以上説明した従来の装置の場合、準同期検波の

ために、基準信号としてsinとcosの2つの成分を必要とし、しかも、両者の直交度は $3^\circ$ 以下というように高精度に合わせないと性能劣化を生じる。

また、直交関係にある2つの成分に対して、ミキサ回路と、ローパスフィルタと、A/Dコンバータとの系がそれぞれ必要であるので、2系統必要になる。また、ローパスフィルタ15C、15Sの出力信号は直流分を含むベースバンド成分であるので、この直流分を含むベースバンド成分の増幅器を必要とし、構造的に困難である。

この発明は、以上の欠点を一掃できるデジタル復調装置を提供することを目的とする。

#### 【課題を解決するための手段】

この発明は、上記の目的を達成するために、

搬送波周波数が $f_c$ で帯域幅 $2B$ の入力変調信号をデジタル信号に変換するA/Dコンバータと、

このA/Dコンバータの出力デジタル信号から、互いに $(奇数/2)\pi$ だけ位相の異なる2成分を

取り出す直交成分取出回路とを備え、

前記 A/D コンバータでのサンプリング周波数  $f_s$  が、

$$f_c \approx (2m+1)/4 \cdot f_s$$

(m は任意の整数)

かつ、 $f_s > 4B$

に選定されてなるデジタル復調装置  
を提供する。

#### 【作用】

A/D コンバータでは、入力変調信号を、その搬送波周波数  $f_c$  に対して上記のような関係にある周波数  $f_s$  でサンプリングするので、隣接サンプルは互いに  $\pi/2 \times$  (奇数) だけ位相がずれたものとなっている。このため、直交成分取出回路は、例えば奇数番目のサンプルと、偶数番目のサンプルとを分離するだけで、直交成分を取り出すことができる。

#### 【実施例】

サンプリング値がデジタル信号に変換される。

この場合、サンプリング周波数  $f_s$  は、搬送波周波数の中間周波数  $f_c$  との関係が下記のようになるように選定されている。

$$f_c \approx \{(2m+1)/4\} \cdot f_s \dots \dots (1)$$

(m は整数)

また、バンドパスフィルタ 24 の出力信号の周波数帯域を、中間周波数  $f_c$  を中心として  $\pm B$  の範囲としたとき、すなわち、帯域幅を  $2B$  としたとき、サンプリング定理を満足するため、

$$f_s > 2B \times 2 = 4B \dots \dots (2)$$

に選定されている。

例えば  $f_c = 1/4 \cdot f_s$  とされる場合には、受信信号と、これらの周波数との関係は第 2 図 A に示すようになる。この場合、 $f_s = 60 \text{ MHz}$  とする。

この場合には、中間周波数  $f_c$  の信号は、A/D コンバータ 25 で 4 倍の周波数  $f_s$  のサンプリングクロックでサンプリングされるので、位相的には  $90^\circ$  毎のサンプリング位置になる。

第 1 図は、この発明によるデジタル復調装置を備える狭帯域信号受信装置の一実施例で、これは例えば移動体電話に用いられる。

例えば、アンテナにより受信された搬送波周波数  $f_{RF}$ 、例えば  $1 \text{ GHz}$  の高周波数受信信号(変調信号)は、バンドパスフィルタ 21 に供給されて不要な帯域外成分が除去された後、ミキサ回路 22 に供給される。このミキサ回路 22 には、固定局発振器 23 から周波数  $f_{LO}$  の発振信号が供給されて、バンドパスフィルタ 21 からの受信信号と掛算される。したがって、ミキサ回路 22 からは、中間周波数  $f_c$  ( $f_c = f_{LO} - f_{RF}$  又は  $f_c = f_{RF} - f_{LO}$ ) に搬送波周波数が周波数変換された中間周波信号が得られ、これがバンドパスフィルタ 24 に供給されて帯域外成分が除去される。中間周波数  $f_c$  は、例えば  $15 \text{ GHz}$  とされる。

そして、このバンドパスフィルタ 24 の出力信号は A/D コンバータ 25 に供給されて、サンプリングクロック発生回路 26 からのサンプリング周波数  $f_s$  のクロックでサンプリングされ、その

また、例えば  $f_c = 3/4 \cdot f_s$  とされる場合には、受信信号と、サンプリング周波数  $f_s$  との関係は同図 B に示すようになる。この場合、 $f_s = 20 \text{ MHz}$  とする。

この場合には、中間周波数  $f_c$  の信号は、 $4/3$  倍の周波数  $f_s$  のサンプリングクロックでサンプリングされるので、位相的には  $270^\circ$  ( $90^\circ \times 3$ ) 毎のサンプリング位相位置になる。

A/D コンバータ 25 の出力デジタルデータは、直交成分取出回路 27 に供給される。

この取出回路 27 においては、A/D コンバータ 25 の出力データはデータ分割用スイッチ回路 271 に供給される。また、サンプリングクロック発生回路 26 からのサンプリングクロックがサンプル切替信号発生回路 272 に供給されて、1 サンプルデータ毎に状態を反転する切替信号が、この発生回路 272 から得られる。そして、スイッチ回路 271 が、この切替信号により 1 サンプルデータ毎に切り替えられて、奇数番目のサンプルデータはデータ反転処理回路としての掛算回路

273に、偶数番目のサンプルデータはデータ反転処理回路としての274に、それぞれ供給される。これら掛算回路273および274には、

$(-1)^n$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ で、 $n$ の値は2掛算回路273、274にサンプルデータが入力される毎に変更される)が供給され、掛算回路273及び274の入力サンプルデータに対して、1サンプル毎に、 $(+1)$ と $(-1)$ が交互に掛算される。

以上の動作を $f_c = 1/4 \cdot f_s$ に選定された場合を例にとって、第4図を参照しながら説明する。

前述したように、 $f_c = 1/4 \cdot f_s$ の場合、A/Dコンバータ25の出力サンプルデータは、中間周波数 $f_c$ の信号が1サンプル毎に $\pi/2$ だけ異なった位相位置でサンプリングされたものとなっている。したがって、スイッチ回路271で1サンプル毎に交互に振り分けられた掛算回路273及び274の入力データは、互いに $\pi/2$ だけずれた位相位置のサンプルデータである。しか

直交する2成分 $C_i$ 及び $S_i$ は、バッファメモリ28を介してデジタル信号処理型復調器29に供給され、前述した従来例と同様にして復調が行われる。

なお、以上の例では直交成分取出回路27は、スイッチ回路と2個の掛算回路で構成したが、第5図に示すように2個の掛算回路275及び276のみによっても構成できる。

すなわち、この例の場合には、A/Dコンバータ25の出力データを2個の掛算回路275及び276に供給する。

そして、掛算回路275及び276には、係数供給回路277及び278より1入力サンプル毎に変わる係数を供給する。この場合、掛算回路275には、係数供給回路277から、1サンプルおきのサンプルに対しては係数「0」を供給し、残りの1サンプルおきのサンプルに対しては「1」と「-1」とを交互に供給する。そして、掛算回路276には、係数供給回路277からの係数列を1サンプル分遅らせた状態の係数列の係数を、

も、各掛算回路273及び274の入力データは、それぞれ1サンプル毎に位相が $\pi$ だけずれた位置のデータである。

したがって、掛算回路273及び274において、1サンプル毎にデータが反転されることにより、第4図から明らかなように、掛算回路273からは中間周波数 $f_c$ の信号のうちの $\cos$ 成分が得られ、また、掛算回路274からは $\sin$ 成分が得られる。これは、前述した複素数表示の(2)式のそれぞれ実部と虚部を極本化したものにほかならない。すなわち、掛算回路273及び274からは中間周波数 $f_c$ の信号から抽出した直交する2成分 $C_i$ 及び $S_i$ が得られる。

以上説明したように、 $f_c = 2m+1/4 \cdot f_s$ であれば、A/Dコンバータ25の出力データサンプルは、1サンプル毎に $\pi/2 \times (2m+1)$ だけ異なった位相位置のデータであるので、直交成分取出回路27からは、互いに直交する2成分が得られるものである。

こうして、直交成分取出回路27から得られた

係数供給回路278から供給する。

以上の構成により、掛算回路275及び276から第1図例の直交成分取出回路27と全く同様にして、直交する2成分 $C_i$ 及び $S_i$ が得られる。

以上説明したように、第1図の構成によれば、従来例のように局部発振器の出力を直交する $\cos$ 及び $\sin$ の2成分に分解し、入力信号をベースバンドに周波数変換して直交成分に分離する方式ではないので、従来のように周波数変換用の直交する局部発振信号の直交度により性能が劣化するということはない。

また、従来例のように周波数変換によりベースバンドに変換するものではなく、一旦、中間周波信号に変換するものであるから、従来例のようにベースバンド周波数を扱う必要がなく、構成困難なDCアンプを必要としない。また、中間周波数の自由度が大きいので、この中間周波数を、フィルタ等の各部品を構成しやすい周波数に選択することが容易にできる。

そして、A/Dコンバータやローパスフィルタ



は1系統のみでよく、全体として構成を簡単化することができるという特長がある。

なお、この発明は、以上のようなPSK/TDMA通信方式の受信装置にのみ適用される場合に限らず、復調器のすべて又は一部の動作をデジタル信号処理で行う狭帯域変調信号の無線受信装置のすべてに適用可能である。

#### 【発明の効果】

以上説明したように、この発明によれば、従来例のように局部発振器の出力を直交する $\cos$ 、 $\sin$ の2成分に分解し、入力信号をベースバンドに周波数変換して直交成分に分離する方式ではないので、周波数変換用の直交する局部発振信号の直交度により性能が劣化するという事はない。

また、従来例のようにベースバンド周波数を扱う必要がなく、構成困難なD.Cアンプを必要としない。

そして、A/Dコンバータやローパスフィルタは1系統のみでよく、全体として構成を簡単化す

ることができる。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図はこの発明によるデジタル復調装置の一実施例のブロック図、第2図及び第3図はこの発明における周波数関係を説明するための図、第4図はこの発明の動作説明のための図、第5図は直交成分取出回路の他の例を示す図、第6図は従来例のブロック図である。

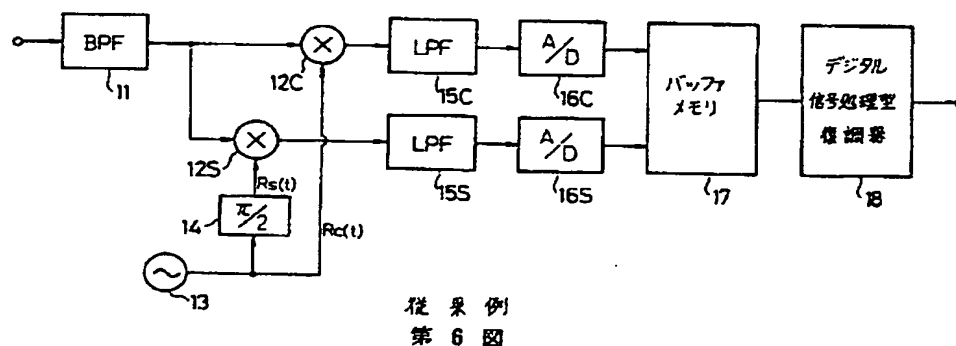
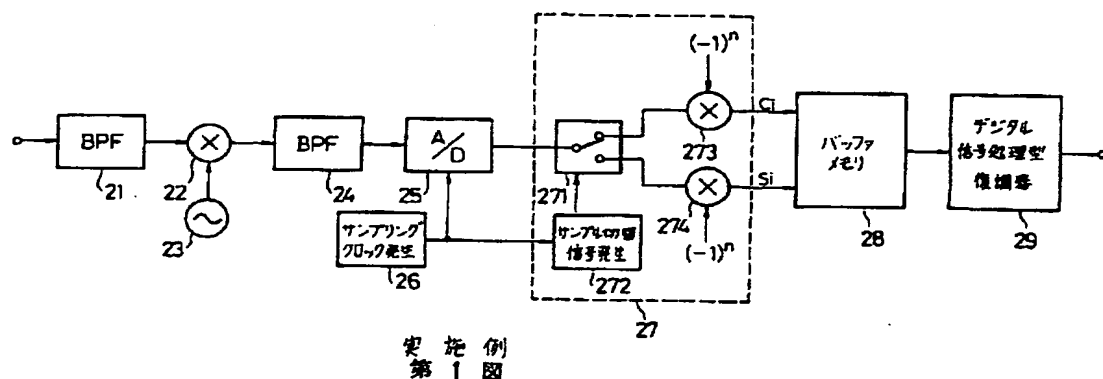
25 ; A/Dコンバータ

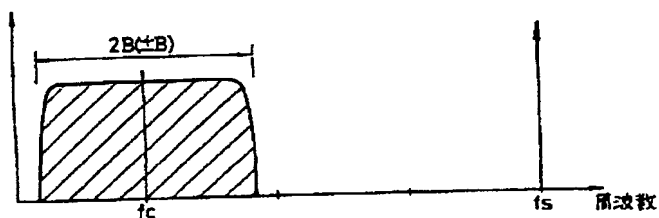
26 ; サンプリングクロック発生回路

27 ; 直交成分取出回路

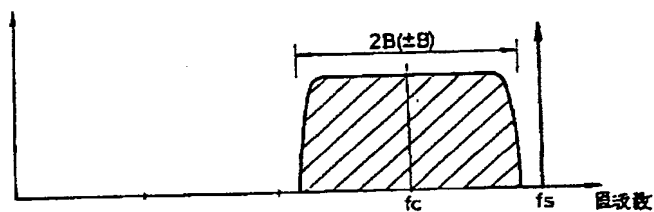
28 ; デジタル信号処理型復調器

代理人 弁理士 佐藤正美

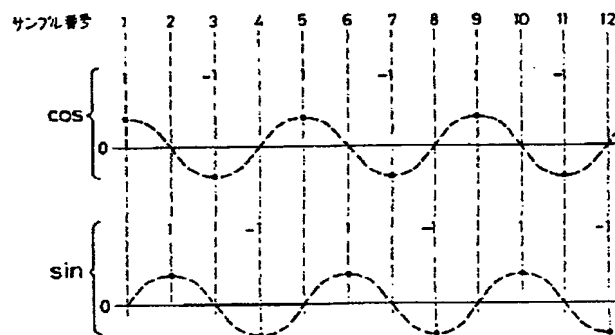




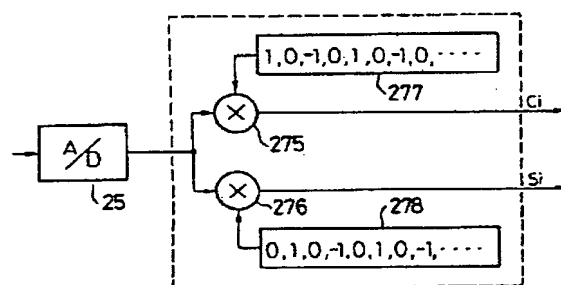
周波数アロケーション  
第 2 図



周波数アロケーション  
第 3 図



直成分取出の説明図  
第 4 図



直成分取出回路の他の例  
第 5 図